

明 細 書

増幅装置

5 技術分野

本発明は、無線送信機に用いられる増幅装置に関する。

背景技術

従来の線形送信変調器の設計においては、一般に効率と線形性との間にトレードオフの関係がある。しかし、最近では、ポラ変調を用いることで線形送信変調器において高効率と線形性とを両立可能とした技術が提案されている。

図 1 はポラ変調を適用した線形送信変調器の構成例を示したブロック図である。図示しない振幅位相分離部によってベースバンド変調信号から分離されたベースバンド振幅変調信号（例えば $\sqrt{I^2 + Q^2}$ ）101 が、高周波電力増幅器 102 の電源電圧を制御するための制御信号を形成する電源電圧制御部 105 に入力される。電源電圧制御部 105 によって形成された制御信号は、高周波電力増幅器 102 に送出される。

高周波電力増幅器 102 には、位相変調高周波信号 103 が入力される。位相変調高周波信号 103 は、先ずベースバンド変調信号の位相成分（例えば、変調シンボルと I 軸のなす角度）が振幅位相分離部（図示せず）によって分離され、この位相成分によってキャリア周波数信号が変調されることにより得られたものである。

高周波電力増幅器 102 は非線形増幅器でなり、電源電圧制御部 105 からの制御信号に応じて電源電圧値が設定されるようになされている。これにより、高周波電力増幅器 102 からは、電源電圧値と位相変調高周波信号 103 を掛け合わされた信号が高周波電力増幅器 102 の利得分だけ増幅されてなる送信出力信号 104 が出力される。送信出力信号 104 はアンテナ（図示せず）

から送信される。

このようにポーラ変調方式を用いると、高周波電力増幅器 102 に入力される位相変調高周波信号 103 を、振幅方向の変動成分をもたない定包絡線信号とすることができるため、高周波電力増幅器 102 として高効率の非線形増幅器を用いることができるようになる。

ところで、電源電圧制御部 105 は、効率を最大にするため、その出力段として D 級増幅器を有するスイッチングモード電源を使って実現されることが多い。通常のスイッチングモード電源はパルス幅変調を利用して実現されていることが多く、そのような電源の出力は、Hi (ハイレベル) / Lo (ローレベル) の比率がベースバンド振幅変調信号 101 を表す矩形波となっている。

ところが、電源電圧制御部 105 においてパルス幅変調を行うと、送信出力信号に相互変調歪が発生する。これを解決するための技術として、図 2 に示すように、電源電圧制御部 105 を、加算器 121 と、量子化器 122 と、低域通過フィルタ 123 と、補償器 125 と、減衰器 124 とからなるデルタ変調回路構成とし、ベースバンド振幅変調信号 101 をデルタ変調して高周波電力増幅器 102 に供給するものがある (例えば、日本国の特開平 10-256843 号公報参照)。これにより、スイッチングモード電源をデルタ変調し、このデルタ変調の負帰還ループにより送信出力信号 104 に現れる歪を改善することができる。

さらに、図 3 に示すように、電源電圧制御部 105 を、ポリフェーズ量子化器 126 を使用したデルタ変調器構成としたものも提案されている (例えば、日本国の特開 2001-156554 号公報参照)。ポリフェーズ量子化器 126 は、図 4 に示すように、N 個の量子化器 (1~N) で構成され、各量子化器はサンプリングレートの $(1/N)$ の速度で、 $(360/N)$ 度ずつ位相がずれて動作し、各量子化器出力を合成器 128 により合成して $(N+1)$ 値で出力するものである。

図 5 A~図 5 E はこのポリフェーズ量子化器 126 の波形 (N=4 の場合)

を示したものである。ポリフェーズ量子化器 1 2 6 の波形は図 5 A で示す形をしており、図 5 B ～図 5 E で示したような複数の量子化器の出力の合成波となっている。このようなポリフェーズ量子化器 1 2 6 を使用することで、各量子化器の速度を低減することができるので、量子化器への要求条件を緩和することができ、電源電圧制御部 1 0 5 においてより広帯域な振幅変調が可能になる。

しかしながら、デルタ変調は DC（直流）成分を伝送できないために、電源電圧制御部 1 0 5 から固定電圧（DC 成分）を出力することができない。すなわち、デルタ変調を用いた場合は高周波電力増幅器 1 0 2 の電源として固定電圧を与えることが困難である。そのため、例えば複数の変調方式に対応できる送信変調器を実現しようとした場合、振幅変調信号が無い変調方式（GSM 方式など）では電源電圧制御部を共用することができなくなる。また、高周波電力増幅器 1 0 2 の前段で振幅変調しなければならない場合、高周波電力増幅器 1 0 2 をスイッチング動作から線形動作に切り替えなければならないが、そのときに高周波電力増幅器 1 0 2 の電源として固定電圧を与えることが困難である。

そこで、図 6 に示すように、電源電圧制御部 1 0 5 を、加算器 1 3 1 と、1 3 2 と、積分器 1 3 3 と、量子化器 1 3 4 と、低域通過フィルタ 1 3 5 と、減衰器 1 3 6、1 3 7 と、位相補償器 1 3 8 とからなるデルタシグマ変調器構成としたものも提案されている（例えば、日本国の特開 2 0 0 0 - 3 0 7 3 5 9 号公報参照）。この構成によれば、ベースバンド振幅変調信号 1 0 1 をデルタシグマ変調して高周波電力増幅器 1 0 2 に供給するので、パルス幅変調の代わりにデルタシグマ変調を利用して DC 成分を伝送できるようになる。

この図 6 の例では、デルタシグマ変調部の負帰還ループとあわせて、デルタシグマ変調による量子化雑音を除去する低域通過フィルタ 1 3 5 の出力を位相補償器（低域通過フィルタの位相特性を相殺する特性を有する）1 3 8 に通してからデルタシグマ変調部の入力にフィードバックする、2 重ループ構成としている。これにより、低域通過フィルタ 1 3 5 で発生する歪を改善している。

しかしながら、上記のデルタシグマ変調を用いた電源電圧制御部 105 では、2 重ループ構成のため、各ループのループ利得を適切に配分する必要があり、ループが 1 つの場合よりも帰還による不安定性が増加する欠点があった。

5 発明の開示

本発明の目的は、高周波電力増幅動作を安定に行うことが可能でかつその出力の歪を低減することが可能な増幅装置を提供することである。

- この目的は、高周波電力増幅器の電源電圧制御部に、ベースバンド振幅変調信号と負帰還信号とを加算する加算器と、加算器の出力を積分する積分器と、
10 積分器の出力を量子化する量子化器と、量子化器の出力から量子化雑音を除去する低域通過フィルタとに加えて、低域通過フィルタの逆特性またはこれを近似した特性を有し負帰還信号の帰還量を補償する補償器と設けることにより達成される。

15 図面の簡単な説明

- 図 1 は、従来の増幅装置の構成を示すブロック図；
図 2 は、従来の電源電圧制御部の構成を示すブロック図；
図 3 は、従来の電源電圧制御部の他の構成を示すブロック図；
図 4 は、ポリフェーズ量子化器の構成を示すブロック図；
20 図 5 A は、ポリフェーズ量子化器の後段に設けられた合成器の出力波形を示す図；
図 5 B ～図 5 E は、ポリフェーズ量子化器を構成する各量子化器の出力波形を示す図；
図 6 は、従来のデルタシグマ変調器構成の電源電圧制御部の構成を示すブ
25 ック図；
図 7 は、第 1 の実施形態における線形送信変調器の構成を示すブロック図；
図 8 は、第 2 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示すブロック図；

図 9 は、第 3 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示すブロック図；

図 10 は、第 4 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示すブロック図；

図 11 は、第 5 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示すブロック図；

図 12 は、第 6 の実施形態における増幅装置の構成を示すブロック図；

図 13 は、第 7 の実施形態における増幅装置の構成を示すブロック図；

図 14 は、第 8 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示すブロック図；

10 及び

図 15 は、第 8 の実施形態における可変出力量子化器の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

15 以下、本発明の実施形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

以下の実施の形態では、本発明の増幅装置を、送信装置における高効率型の線形送信変調器に適用した構成例を示す。本実施形態における線形送信変調器は、ポーラ変調方式により無線送信を行う無線機に搭載されている。實際上、本発明の増幅装置は、例えば、移動体通信システムの携帯端末装置、又はこの

20 携帯端末装置と無線通信を行う基地局装置などに用いられる。

(第 1 の実施形態)

図 7 は本発明の第 1 の実施形態における線形送信変調器の構成を示すブロック図である。

本実施形態の線形送信変調器は、ベースバンド変調信号 100 を振幅変調成分 (例えば $\sqrt{I^2 + Q^2}$) であるベースバンド振幅変調信号 101 と位相変調成分 (例えば、変調シンボルと I 軸のなす角度) であるベースバンド位相変調信号 102 とに分離する振幅位相分離部 3 と、ベースバンド位相変調信号 102

により高周波信号を位相変調して位相変調高周波信号 103 に変換する周波数シンセサイザ 4 と、周波数シンセサイザ 4 の出力の位相変調高周波信号 103 を増幅する非線形型の高周波電力増幅器 2 と、ベースバンド振幅変調信号 101 に基づいて高周波電力増幅器 2 の電源電圧を制御するための制御信号（この実施形態の場合、デルタシグマ変調信号）S1 を形成する電源電圧制御部 200 とを有する。

電源電圧制御部 200 は、デルタシグマ変調器構成でなり、ベースバンド振幅変調信号 101 をデルタシグマ変調することでデルタシグマ変調信号 S1 を得、これを高周波電力増幅器 2 の電源電圧制御信号として出力する。この電源電圧制御部 200 は、加算器 11 と、加算器 11 の出力を積分する積分器 12 と、積分器 12 の出力を所定のしきい値に応じて量子化する量子化器 13 と、量子化器 13 の出力に含まれる量子化雑音を除去する低域通過フィルタ 14 と、低域通過フィルタ 14 の出力をフィードバックする際の帰還量を補償する補償器 15 と、補償器 15 の出力をベースバンド振幅変調信号 101 のレベルに合わせて加算器 11 に出力する減衰器 16 とを有して構成されている。電源電圧制御部 200 の各要素は、アナログ回路で実現してもよいし、ディジタル回路で実現してもよい。

次に、第 1 の実施形態の線形送信変調器の動作について説明する。ベースバンド変調信号 100 は、振幅位相分離部 3 によりベースバンド振幅変調信号 101 とベースバンド位相変調信号 102 とに分離される。そして、ベースバンド振幅変調信号 101 は電源電圧制御部 200 に入力され、ベースバンド位相変調信号 102 は周波数シンセサイザ 4 に入力される。

電源電圧制御部 200 の加算器 11 は、入力されるベースバンド振幅変調信号 101 と帰還ループに設けられた減衰器 16 の出力とを加算（実際は負帰還のため減算）する。積分器 12 は加算器 11 の出力を積分し、量子化器 13 は積分器 12 の出力を所定のしきい値に応じて量子化する。低域通過フィルタ 14 は、量子化器 13 の出力に含まれる量子化雑音を除去する。低域通過フィル

タ 1 4 の出力はデルタシグマ変調信号 S 1 として高周波電力増幅器 2 に送出
されると共に、負帰還ループに設けられた補償器 1 5 に送出される。補償器 1
5 は低域通過フィルタ 1 4 の出力をフィードバックするための補償値を生成
し、これを減衰器 1 6 に送出する。減衰器 1 6 は、補償値を所定レベルに減衰
5 させてベースバンド振幅変調信号 1 0 1 のレベルに合わせてから負帰還信号
として加算器 1 1 に出力する。このとき、電源電圧制御部 2 0 0 は通常の D 級
増幅器として動作する。

一方、周波数シンセサイザ 4 は、入力されるベースバンド位相変調信号 1 0
2 で高周波信号を位相変調して位相変調高周波信号 1 0 3 に変換し、これを高
10 周波電力増幅器 2 に出力する。

高周波電力増幅器 2 は、電源電圧制御信号であるデルタシグマ変調信号 S 1
に依じて電源電圧を設定し、設定した電源電圧で位相変調高周波信号 1 0 3 を
増幅する。これは換言すれば、位相変調高周波信号 1 0 3 に電源電圧制御部 2
0 0 から与えられるデルタシグマ変調信号 S 1 を掛け合わせて合成すること
15 に相当する。

この実施形態の電源電圧制御部 2 0 0 では、補償器 1 5 によって低域通過フ
ィルタ 1 4 の逆特性を与えることで、低域通過フィルタ 1 4 をデルタシグマ変
調の負帰還ループに入れても動作が成り立つようにしている。これにより、従
来のように 2 重のフィードバックループを必要とせず、1 つのフィードバック
20 ループでデルタシグマ変調器構成の電源電圧制御部 2 0 0 を構成することが
でき、しかも、このデルタシグマ変調の負帰還ループによって低域通過フィル
タ 1 4 で発生する歪を改善することができる。このようにフィードバック回路
を 1 ループ構成とすることにより、デルタシグマ変調の安定性を向上させるこ
とができ、これによって高周波電力増幅器 2 から出力される送信出力信号 S 2
25 を安定化させることができる。また、デルタシグマ変調器構成の電源電圧制御
部 2 0 0 を用いてベースバンド振幅変調信号 1 0 1 をデルタシグマ変調して
高周波電力増幅器 2 の電源電圧を制御するようにしたことにより、高周波電力

増幅器 2 から出力される送信出力信号 S 2 の歪を改善できる。

5 なお、補償器 1 5 の特性は必ずしも低域通過フィルタ 1 4 の逆特性と完全に一致させる必要はなく、逆特性を近似したものでもよい。低域通過フィルタは LC フィルタとして構成されることが多く、次数としては 2 次のフィルタになるが、逆特性を 1 次の特性として近似してもよい。このように構成することで、
デルタシグマ変調の負帰還ループにより、低域通過フィルタ 1 4 で発生する歪を改善することができる。

(第 2 の実施形態)

10 図 7 との対応部分に同一符号を付して示す図 8 は、本発明の第 2 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示す。この実施形態の電源電圧制御部 3 0 0 も第 1 の実施形態と同様に基本的にはデルタシグマ変調器構成でなるが、その構成が第 1 の実施形態と一部異なる。

15 電源電圧制御部 3 0 0 は、補償器 1 5 を帰還ループではなく加算器 1 1 と積分器 1 2 の間に備え、加算器 1 1 の出力を補償器 1 5 によって補償し、補償器 1 5 の出力を積分器 1 2 によって積分する構成としている。その他は第 1 の実施形態と同様である。

20 一般に、負帰還ループの回路規模が増大すると、信号が帰還する経路が長くなり、発振などが生じて回路が不安定になることがある。そこで本実施形態では、第 1 の実施形態では負帰還ループに設けられていた補償器 1 5 を加算器 1 1 と積分器 1 2 との間に設ける。これにより、負帰還ループの回路規模を削減することができる。補償器 1 5 の位置が異なるものの、第 1 の実施形態と第 2 の実施形態とでは、ループ利得はほぼ同じになる。

25 さらに、補償器 1 5、積分器 1 2、および量子化器 1 3 は、低域通過フィルタ 1 4 および減衰器 1 6 に比較して容易に集積化することができ、本実施形態のように補償器 1 5 をメインループに設けても、回路全体の規模が増大することもない。

第 2 の実施形態によれば、負帰還ループには減衰器 1 6 のみが設けられるこ

とになり、帰還ループの回路規模を削減することができる。

(第3の実施形態)

図7との対応部分に同一符号を付して示す図9は、本発明の第3の実施形態における電源電圧制御部の構成を示す。この実施形態の電源電圧制御部400も第1の実施形態と同様に基本的にはデルタシグマ変調器構成でなるが、その構成が第1の実施形態と一部異なる。

電源電圧制御部400は、包絡線検波器17を備え、図7の第1の実施形態で示したように低域通過フィルタ14の出力をフィードバックするのではなく、高周波電力増幅器2から出力される送信出力信号S2から包絡線検波器17によりベースバンド振幅変調信号を抽出し、これを補償器15および減衰器16を介して加算器11にフィードバックする。その他は第1の実施形態と同様である。

第3の実施形態によれば、高周波電力増幅器2の出力から入力段の加算器11にフィードバックされるデルタシグマ変調の負帰還ループにより、低域通過フィルタ14で発生する歪に加えて、高周波電力増幅器2で発生する歪をも改善することができる。他の効果は第1の実施形態で示した効果と同様である。

(第4の実施形態)

図7との対応部分に同一符号を付して示す図10は、本発明の第4の実施形態における電源電圧制御部の構成を示す。この実施形態の電源電圧制御部500も第1の実施形態と同様に基本的にはデルタシグマ変調器構成でなるが、その構成が第1の実施形態と一部異なる。

電源電圧制御部500は、AD変換器18を備え、低域通過フィルタ14の出力をAD変換器18によってAD（アナログーディジタル）変換した後、補償器15および減衰器16を介して加算器11にフィードバックする。このため、本実施形態では、電源電圧制御部500の加算器11、積分器12、量子化器13、補償器15、減衰器16をディジタル回路で実現している。その他は第1の実施形態と同様である。

第4の実施形態によれば、ベースバンド変調信号をデジタル的に処理することが可能となり、電源電圧制御部500を素子バラツキなどの影響を受けにくい特性が一定なものにすることができる。これにより、高周波電力増幅器2の動作特性を揃えて仕様どおりの送信出力信号S2を得ることができる。

- 5 なお、上記実施形態では低域通過フィルタ14の出力側にAD変換器18を設けているが、図9に示した第3の実施形態の包絡線検波器17の出力側にAD変換器を設けても同様に電源電圧制御部400をデジタル化でき、同様の効果が得られる。

(第5の実施形態)

- 10 図7との対応部分に同一符号を付して示す図11は、本発明の第5の実施形態における電源電圧制御部の構成を示す。この実施形態の電源電圧制御部600も第1の実施形態と同様に基本的にはデルタシグマ変調器構成でなるが、その構成が第1の実施形態と一部異なる。

- 15 電源電圧制御部600は、量子化器としてポリフェーズ量子化器19が設けられている。その他は第1の実施形態と同様である。ポリフェーズ量子化器19は、図4に示したものと同様、N個の量子化器(1~N)で構成され、各量子化器はサンプリングレートの $(1/N)$ の速度で、 $(360/N)$ 度ずつ位相がずれて動作し、各量子化器出力を合成器により合成して $(N+1)$ 値で出力するものである。

- 20 第5の実施形態によれば、第1の実施形態の量子化器13に代えてポリフェーズ量子化器19を用いるようにしたことにより、第1の実施形態での効果に加えて、各量子化器の速度を低減することによって、量子化器への要求条件を緩和することができるため、信号帯域を広帯域化するなど、より広範囲な振幅変調を行うことが可能となる。

- 25 (第6の実施形態)

図7との対応部分に同一符号を付して示す図12は、本発明の第6の実施形態における増幅装置の構成を示す。

第6の実施形態の増幅装置は、入力選択手段の一例に相当する選択回路700を備え、デルタシグマ変調器構成でなる電源電圧制御部200（電源電圧制御部としては第1～第5の実施形態または後述する第8の実施形態のどの構成を適用してもよい）の入力信号として、ベースバンド振幅変調信号101又は固定電圧 V_{fix} のいずれかを選択回路700により選択する。選択回路700は、使用する変調方式における振幅変調の有無を指定する変調モード切り替え制御信号S7によって、電源電圧制御部200の入力信号を切り替える。

この第6の実施形態では、複数の変調方式に対応できる送信変調器を実現しようとした場合に、振幅変調信号がない変調方式（GSM方式など）に対しては、変調モード切り替え制御信号S7によって選択回路700の入力選択を切り替え、固定電圧 V_{fix} を電源電圧制御部200に入力することにより、電源電圧制御部200をDC-DC変換器として動作させる。すなわち、入力のベースバンド信号が位相変調信号のみの場合は電源電圧制御部200をDC-DC変換器として動作させ、ベースバンド信号に位相変調信号と振幅変調信号とが含まれる場合は電源電圧制御部200をD級増幅器として動作させる。

第6の実施形態によれば、デルタシグマ変調器構成でなる電源電圧制御部に、ベースバンド振幅変調信号を入力するか又は固定電圧を入力するかを、変調方式に応じて切り替えるようにしたことにより、電源電圧制御部を通常のD級増幅器としての動作からDC-DC変換器としての動作に切り替えることができるようになる。これにより、高周波電力増幅器2の電源電圧を固定電圧とすることも可能となるので、振幅変調信号がない変調方式などにも対応可能となり、各種の変調方式に対応することができる。このように本実施形態では電源電圧制御部でDC成分でなるデルタシグマ変調信号S8を形成できるため、複数の変調方式、例えば振幅変調信号がない変調方式（GSM方式など）に対しても、電源電圧制御部を共用することができるようになる。

（第7の実施形態）

図7との対応部分に同一符号を付して示す図13は、本発明の第7の実施形

態における増幅装置の構成を示す。

第7の実施形態の増幅装置は、選択回路700を備えるとともに、2つの動作モードを持つ2モード型の高周波電力増幅器800を有する。選択回路700は、動作モードを指定する動作モード切り替え制御信号S9によって、電源
5 電圧制御部200の入力信号を切り替える。また、高周波電力増幅器800は、動作モード切り替え制御信号S9によって、スイッチング動作または線形動作のいずれかの動作モードに切り替わる。この構成により、動作モード切り替え制御信号S9によって、高周波電力増幅器800をスイッチング動作させるか、或いは、線形動作させるかの切り替え制御が可能となっている。

10 この第7の実施形態では、高周波電力増幅器800の前段で位相変調高周波信号103を振幅変調しなければならない場合に、動作モード切り替え制御信号S9によって選択回路700の入力選択を切り替え、固定電圧 V_{fix} を電源電圧制御部200に入力することにより、高周波電力増幅器800に定電圧のデルタシグマ変調信号S8を与える。そして、高周波電力増幅器800の動作
15 モードをスイッチング動作から線形動作に切り替えて線形増幅器として動作させる。すなわち、電源電圧制御部200をDC-DC変換器として動作させるときは高周波電力増幅器800を線形動作させ、電源電圧制御部200をD級増幅器として動作させるときは高周波電力増幅器800をスイッチング動作させる。

20 第7の実施形態によれば、デルタシグマ変調器構成でなる電源電圧制御部に、ベースバンド振幅変調信号を入力するか又は固定電圧を入力するかを、2モード型の高周波電力増幅器のモードに連動させて切り替えるようにしたことにより、高周波電力増幅器がスイッチングモード及び線形モードのどちらのモードで動作する場合であっても、各モードに適合した適切な電源電圧制御を行う
25 ことができるようになる。この結果、高周波電力増幅器の前段で位相変調高周波信号103を振幅変調する場合にも対応することができる。

(第8の実施形態)

図 7 との対応部分に同一符号を付して示す図 1 4 は、本発明の第 8 の実施形態における電源電圧制御部の構成を示す。

第 8 の実施形態の電源電圧制御部 9 0 0 は、量子化器として可変出力量子化器 9 0 1 を有するとともに、減衰器として可変減衰器 9 0 2 を有する。その他
5 は第 1 の実施形態と同様である。

可変出力量子化器 9 0 1 は、高周波電力増幅器 2 の利得を指定する利得制御信号 S 1 0 によって、出力レベルを変化させる。可変減衰器 9 0 2 は、利得制御信号 S 1 0 によって、デルタシグマ変調の負帰還ループのループ利得が一定となるように減衰率を変化させる。すなわち、可変減衰器 9 0 2 の減衰率は、
10 利得制御信号 S 1 0 に基づき、可変出力量子化器 9 0 1 の出力レベルと可変減衰器 9 0 2 の減衰率の積が一定となるように設定される。

ここで可変出力量子化器 9 0 1 の構成例を図 1 5 に示す。なお図 1 5 では、図 1 4 と同一部分には同一の記号を付す。図 1 5 において可変出力量子化器 9 0 1 は、量子化器 9 0 3 と、スイッチドライバ 9 0 4 と、出力トランジスタスイッチ 9 0 5 と、電源レギュレータ 9 0 6 とから構成される。電源レギュレータ 9 0 6 は利得制御信号 S 1 0 によって出力トランジスタスイッチ 9 0 5 の電源電圧を変化させる。これにより出力トランジスタスイッチ 9 0 5 の最大出力電圧が変化することで電源電圧制御部 9 0 0 からのデルタシグマ変調信号 S 1 1 の信号レベルが変えられる。
15

ここで、一般に、ベースバンド振幅変調信号 1 0 1 そのものを利得に応じて変化させ同様にデルタシグマ変調器構成の電源電圧制御部の出力レベルを変化させた場合には、デルタシグマ変調による量子化ノイズに対して変調信号レベルが低下するので S/N 比が低下する。これに対し、この実施形態のように、可変出力量子化器 9 0 1 でデルタシグマ変調信号 S 1 1 の信号レベルを変化
25 させた場合には、量子化ノイズと変調信号の両方が変化するので前者に比べて S/N 比の低下を抑えることができる。

第 8 の実施形態によれば、電源電圧制御部 9 0 0 から出力するデルタシグマ

変調信号の信号レベルを変化させる可変出力量子化器 901 を設け、デルタシグマ変調信号の信号レベルを量子化器の出力で変えるようにしたことにより、 S/N 比の低下を抑えつつ、デルタシグマ変調信号 S11 のダイナミックレンジを拡大することが可能となる。

- 5 上述したように本実施形態によれば、高周波増幅器の電源電圧を制御するための制御信号を形成する電源電圧制御部を、デルタシグマ変調器構成としたことにより、デルタシグマ変調の負帰還ループにより歪を低減できる。加えて、電源電圧制御部を 1 ループ負帰還回路のデルタシグマ変調構成としているため、高周波電力増幅器における高周波電力増幅動作を安定に行うことができる
- 10 高効率の増幅装置を実現可能である。

- また、本実施形態の電源電圧制御部は DC 成分でなるデルタシグマ変調信号も形成できるため、複数の変調方式に対応できる増幅装置を実現しようとした場合、振幅変調信号がない変調方式 (GSM 方式など) でも電源電圧制御部を共用することができる。よって、各種変調方式に対応可能である。また、高周
- 15 波電力増幅器の前段で振幅変調しなければならない場合でも、高周波電力増幅器をスイッチング動作から線形動作に切り替えると共に高周波電力増幅器の電源電圧を固定電圧とすることができ、電力増幅前段での振幅変調にも対応することができる。

- なお上記実施形態では、本発明による増幅装置をポーラ変調方式の送信機に
- 20 適用した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、第 1 の入力信号を増幅する非線形型の高周波電力増幅器と、第 2 の入力信号に基づいて高周波増幅器の電源電圧を制御するための制御信号を形成する電源電圧制御部とを有し、高周波電力増幅器によって第 1 の入力信号の信号レベルを第 2 の入力信号に応じたレベルに増幅する増幅装置に広く適用することができる。

- 25 本発明は、上述した実施の形態に限定されずに、種々変更して実施することができる。

 本発明の増幅装置の一つの態様においては、第 1 の入力信号を増幅する非線

形型の高周波電力増幅器と、第2の入力信号に基づいて高周波増幅器の電源電圧を制御するための制御信号を形成する電源電圧制御部とを有し、高周波電力増幅器によって第1の入力信号の信号レベルを第2の入力信号に応じたレベルに増幅する増幅装置において、電源電圧制御部を、第2の入力信号と負帰還
5 信号とを加算する加算器と、加算器の出力を積分する積分器と、積分器の出力を所定の閾値に応じて量子化する量子化器と、量子化器の出力から量子化雑音を除去する低域通過フィルタと、低域通過フィルタの逆特性またはこれを近似した特性を有し負帰還信号の帰還量を補償する補償器と、を有する構成とする。

この構成により、電源電圧制御部を1つの負帰還ループによって構成できる
10 ため、第2の入力信号のデルタシグマ変調を安定に行うことができるとともに、デルタシグマ変調の負帰還ループによって低域通過フィルタで発生する歪を改善できる。これによって、高周波電力増幅器の増幅動作を安定に行うことができるのと同時に、出力の歪を低減することが可能となる。

また、本発明の一つの態様においては、前記補償器を、前記低域通過フィルタから前記加算器へ向かう負帰還ループ内に設け、前記低域通過フィルタの出力の一部を補償してフィードバックする。
15

この構成では、電源電圧制御部において低域通過フィルタの出力からフィードバックする負帰還ループを持つとともに、低域通過フィルタの出力を、この低域通過フィルタの逆特性またはこれを近似した特性を有する補償器に入力
20 して負帰還信号の帰還量を補償するので、電源電圧部を1つの負帰還ループによって構成可能となる。これにより、第2の入力信号のデルタシグマ変調を安定に行って高周波電力増幅器の動作を安定化できる。

また、本発明の一つの態様においては、前記補償器を、前記加算器から前記低域通過フィルタへ向かうメインループ内に設け、前記加算器の出力の一部を
25 補償するようにする。

この構成では、電源電圧制御部において補償器を負帰還ループではなくメインループに設けたので、負帰還ループの回路規模を削減でき、これにより回路

の発振などを防止することができ、第2の入力信号のデルタシグマ変調を安定に行って高周波電力増幅器の動作を安定化できる。

また、本発明の一つの態様においては、前記量子化器を、複数の量子化器を有してなるポリフェーズ量子化器により構成する。

- 5 この構成では、電源電圧制御部における量子化器として複数の量子化器を有してなるポリフェーズ量子化器を用いたため、例えば各量子化器の速度を低減できるなど、量子化器への要求条件を緩和することができ、より広範囲なデルタシグマ変調を行うことが可能となる。

- 10 また、本発明の一つの態様においては、前記電源電圧制御部に前記第2の入力信号と固定電圧とのいずれか一方を選択的に入力する入力選択手段、をさらに備え、前記入力選択手段の入力切り替えに応じて前記電源電圧制御部の動作をD級増幅器としての動作とDC-DC変換器としての動作とに切り替えるようにする。

- 15 この構成により、例えば、入力選択手段で固定電圧を選択して固定電圧を電源電圧制御部に入力することで、電源電圧制御部をDC-DC変換器として動作させることができ、高周波電力増幅器に電源電圧制御部を通して固定電圧を与えることが可能となる。このため、例えば、振幅変調成分が無い変調方式の信号を扱う場合などに、高周波電力増幅器に電源として固定電圧を与えて対応することができ、各種変調方式に対応することが可能である。またこの場合、
20 複数の変調方式においてデルタシグマ変調を行う電源電圧制御部を共用できる。

- 25 また、本発明の一つの態様においては、前記高周波電力増幅部を、スイッチング動作モードと線形動作モードとを有する構成とし、電源電圧制御部がDC-DC変換器として動作するとき高周波電力増幅部を線形動作モードへ切り替えるようにする。

この構成により、例えば、電源電圧制御部に固定電圧を入力してDC-DC変換器として動作させることで、高周波電力増幅器に電源として固定電圧を与

えるとともに、高周波電力増幅器を線形動作させることが可能となる。これにより、高周波電力増幅器の前段で振幅変調する場合にも対応でき、前段で振幅変調された信号を高周波電力増幅器で線形増幅することができる。

また、本発明の一つの態様においては、前記電源電圧制御部に、前記低域通過フィルタのアナログ出力をディジタル信号に変換するAD変換器、をさらに設け、かつ前記補償器によって、前記AD変換器の出力の一部を補償してフィードバックし、かつ前記加算器、前記積分器、前記量子化器及び前記補償器を、ディジタル回路で構成するようにする。

この構成により、電源電圧制御部をディジタル化することにより、素子バラツキなどの影響を受け難くなり、この結果デルタシグマ変調の特性を一定に保つことができ、装置の動作特性を揃えることが可能となる。

また、本発明の一つの態様においては、前記電源電圧制御部が、前記低域通過フィルタから前記加算器へ向かう負帰還ループに減衰率の可変機能を有する可変減衰器を備えた構成とし、かつ前記量子化器を、出力レベルの可変機能を有する可変出力量子化器により構成し、前記可変出力量子化器の出力レベルと前記可変減衰器の減衰率の積が一定となるように動作させるようにする。

この構成により、電源電圧制御部の出力を量子化器の出力で変えることができるので、S/N比の低下を抑えつつ、電源電圧制御部から出力される制御信号、ひいては高周波電力増幅器の出力信号のダイナミックレンジを拡大することが可能となる。

以上説明したように本発明によれば、高周波電力増幅動作を安定に行うことが可能でかつその出力の歪を低減することが可能な増幅装置を実現できる。また、高周波電力増幅器に固定電圧を与えて各種変調方式に対応することが可能な増幅装置を実現できる。

25 本明細書は、2003年7月25日出願の特願2003-280256、2003年9月29日出願の特願2003-336801及び2004年2月24日出願の特願2004-48341に基づく。その内容はすべてここに含

めておく。

産業上の利用可能性

本発明の増幅装置は、例えばポーラ変調方式の無線送信機等に適用して好適
5 なものである。

請求の範囲

1. 第1の入力信号を増幅する非線形型の高周波電力増幅器と、
第2の入力信号に基づいて前記高周波増幅器の電源電圧を制御するための制
御信号を形成する電源電圧制御部とを有し、前記高周波電力増幅器によって前
5 記第1の入力信号の信号レベルを前記第2の入力信号に応じたレベルに増幅
する増幅装置であって、
前記電源電圧制御部は、
前記第2の入力信号と負帰還信号とを加算する加算器と、前記加算器の出力
を積分する積分器と、前記積分器の出力を所定の閾値に応じて量子化する量子
10 化器と、前記量子化器の出力から量子化雑音を除去する低域通過フィルタと、
前記低域通過フィルタの逆特性またはこれを近似した特性を有し前記負帰還
信号の帰還量を補償する補償器と、を有する
増幅装置。
2. 前記補償器は、前記低域通過フィルタから前記加算器へ向か
15 う負帰還ループ内に設けられ、前記低域通過フィルタの出力の一部を補償して
フィードバックする、請求項1記載の増幅装置。
3. 前記補償器は、前記加算器から前記低域通過フィルタへ向か
うメインループ内に設けられ、前記加算器の出力の一部を補償する、請求項1
記載の増幅装置。
- 20 4. 前記電源電圧制御部は、前記高周波電力増幅部の出力から前
記第2の入力信号成分を抽出する検波器、をさらに備え、
前記補償器は、前記検波器の出力の一部を補償してフィードバックする
請求項1記載の増幅装置。
5. 前記量子化器は、複数の量子化器を有してなるポリフェーズ
25 量子化器により構成されている、請求項1記載の増幅装置。
6. 前記電源電圧制御部は、前記第2の入力信号又は固定電圧の
いずれか一方を選択的に入力する入力選択手段、をさらに備え、

前記入力選択手段の入力切り替えに応じて前記電源電圧制御部の動作をD級増幅器としての動作とDC-DC変換器としての動作とに切り替える

請求項1記載の増幅装置。

7. 前記高周波電力増幅部は、スイッチング動作モードと線形動作モードとを有し、前記電源電圧制御部がDC-DC変換器として動作するとき線形動作モードを行う

請求項6記載の増幅装置。

8. 前記電源電圧制御部は、前記低域通過フィルタのアナログ出力をデジタル信号に変換するAD変換器、をさらに備え、
- 10 前記補償器は、前記AD変換器の出力の一部を補償してフィードバックし、前記加算器、前記積分器、前記量子化器、および前記補償器は、デジタル回路で構成される

請求項1記載の増幅装置。

9. 前記電源電圧制御部は、前記低域通過フィルタから前記加算器へ向かう負帰還ループに減衰率の可変機能を有する可変減衰器を備え、

前記量子化器は、出力レベルの可変機能を有する可変出力量子化器により構成され、

前記可変出力量子化器の出力レベルと前記可変減衰器の減衰率の積が一定となるように動作させる

- 20 請求項1記載の増幅装置。

10. 前記可変出力量子化器は、出力トランジスタスイッチと電源レギュレータとを備え、

前記出力トランジスタスイッチの電源電圧を、前記電源レギュレータにより変化させる

- 25 請求項9記載の増幅装置。

11. 前記増幅装置は、ポーラ変調送信機に設けられ、前記第1の入力信号は、ベースバンド変調信号の位相変調信号によってキャ

リア周波数を変調した位相変調高周波信号であり、
前記第2の入力信号は、前記ベースバンド変調信号の振幅変調信号である
請求項1記載の増幅装置。

1/13

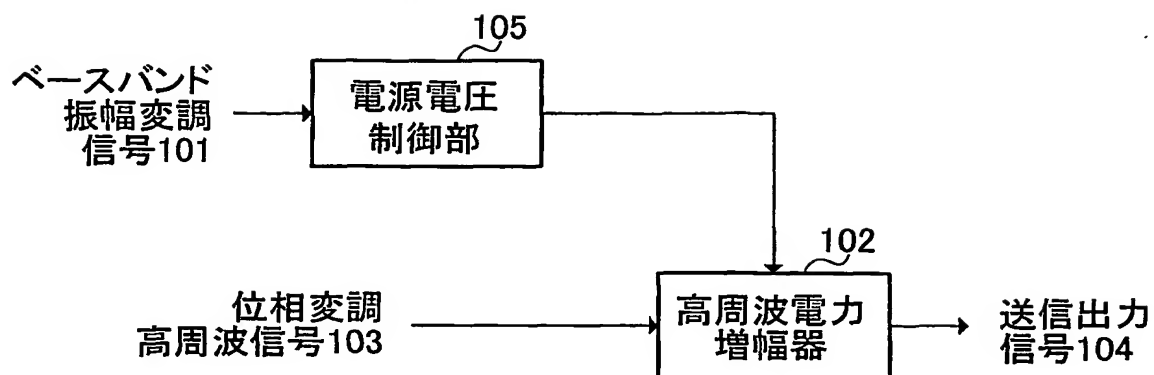


図 1 (PRIOR ART)

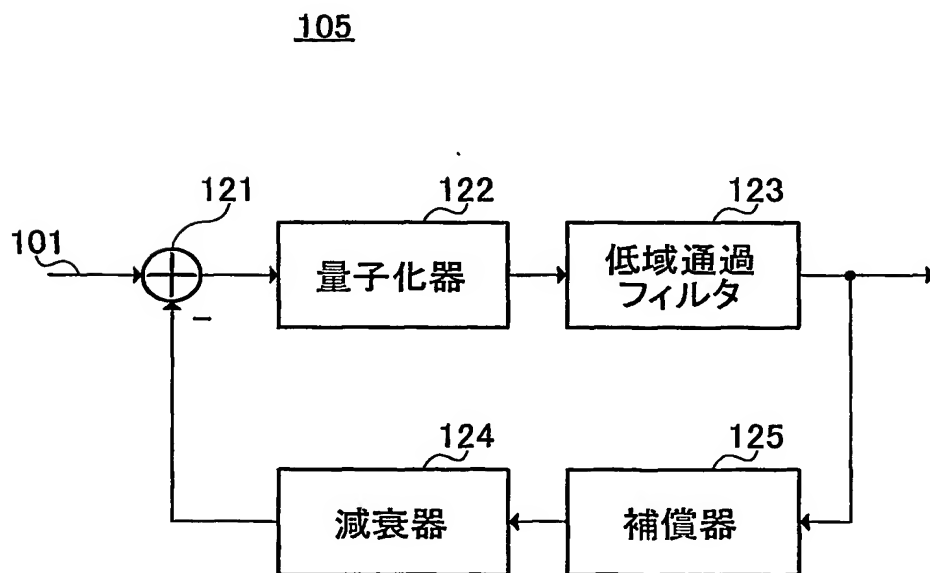


図 2 (PRIOR ART)

2/13

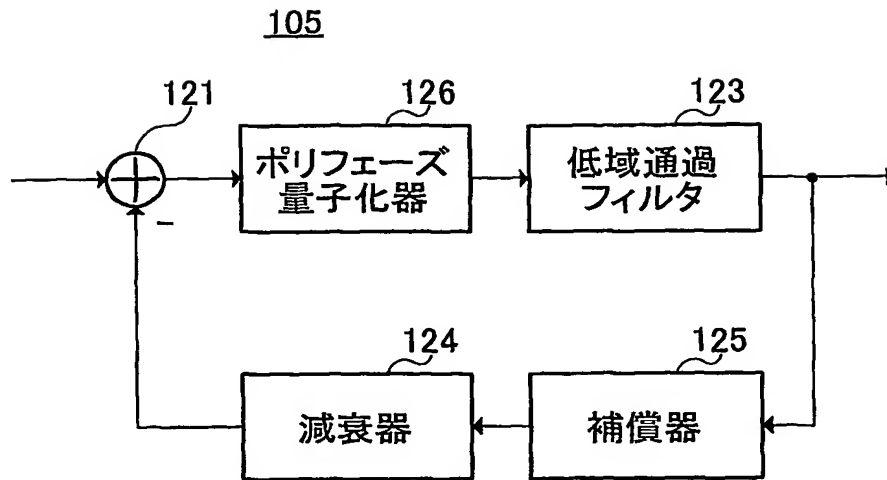


図 3 (PRIOR ART)

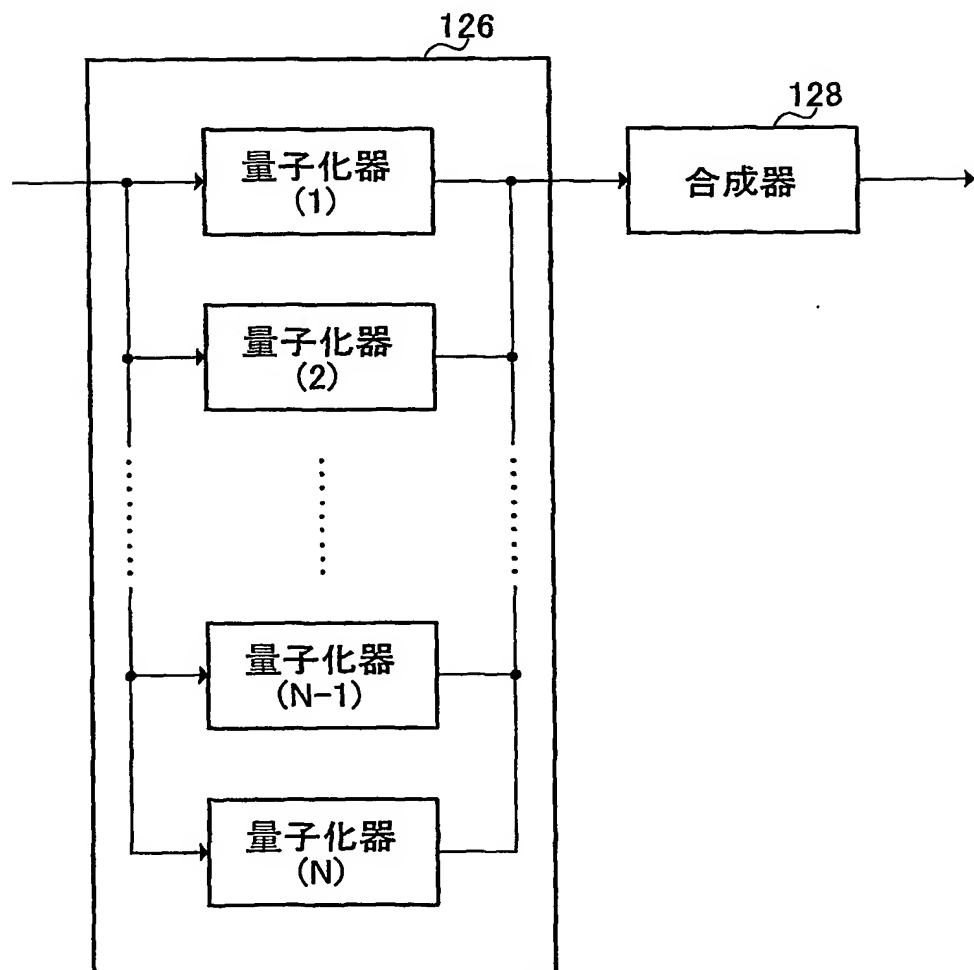


図 4 (PRIOR ART)

図 5A

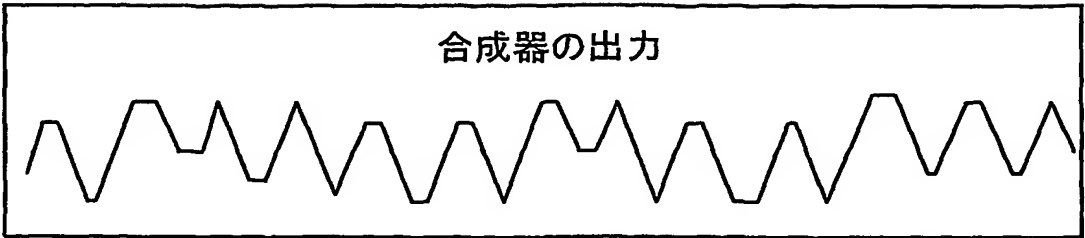


図 5B

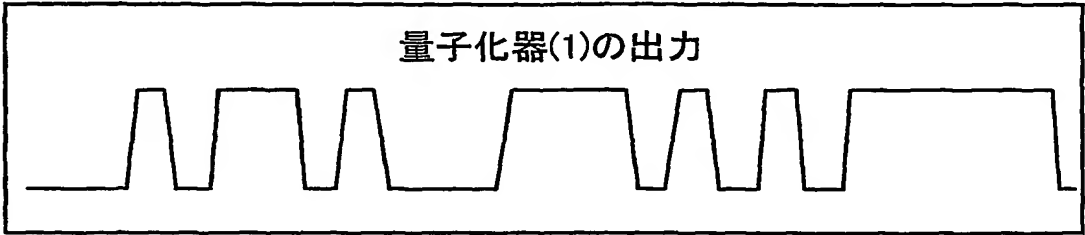


図 5C

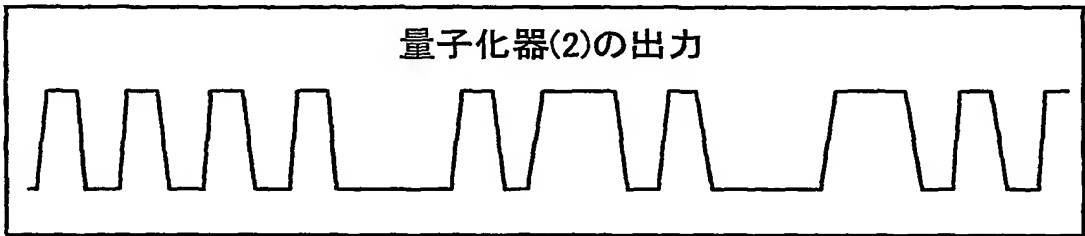


図 5D

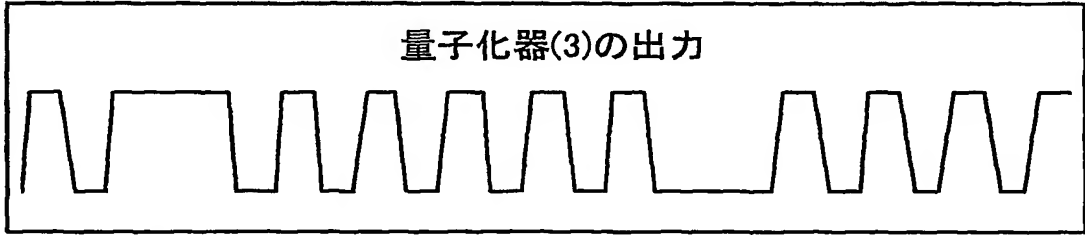
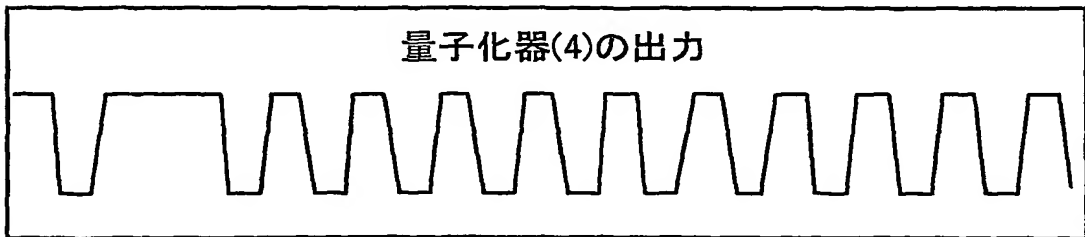


図 5E



(PRIOR ART)

105

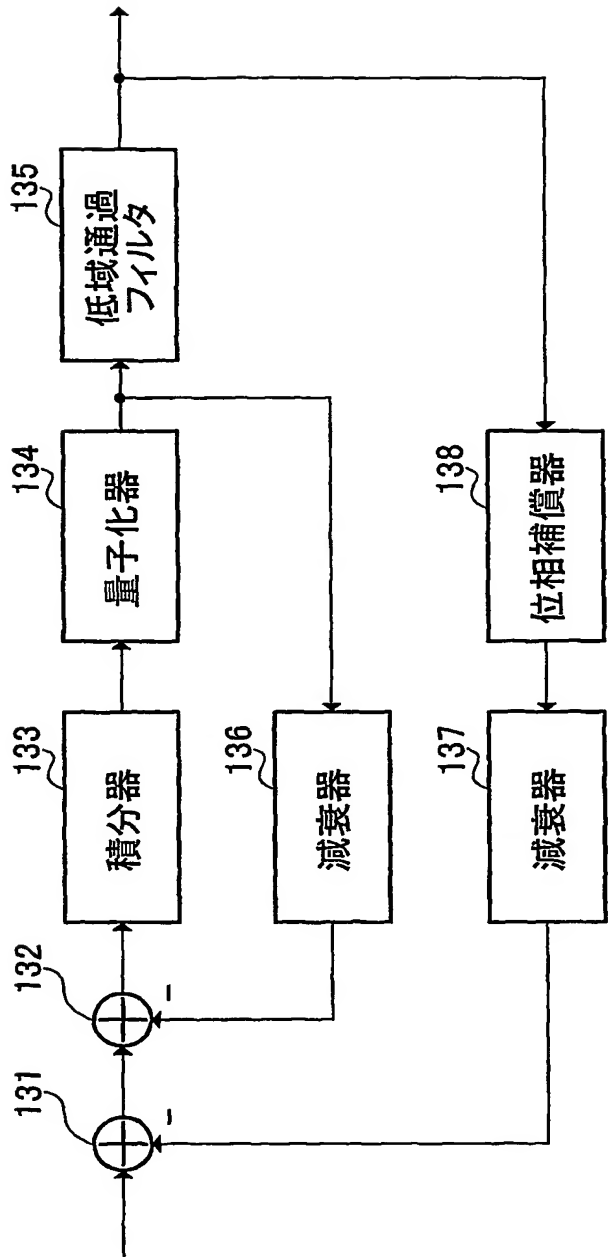


図 6 (PRIOR ART)

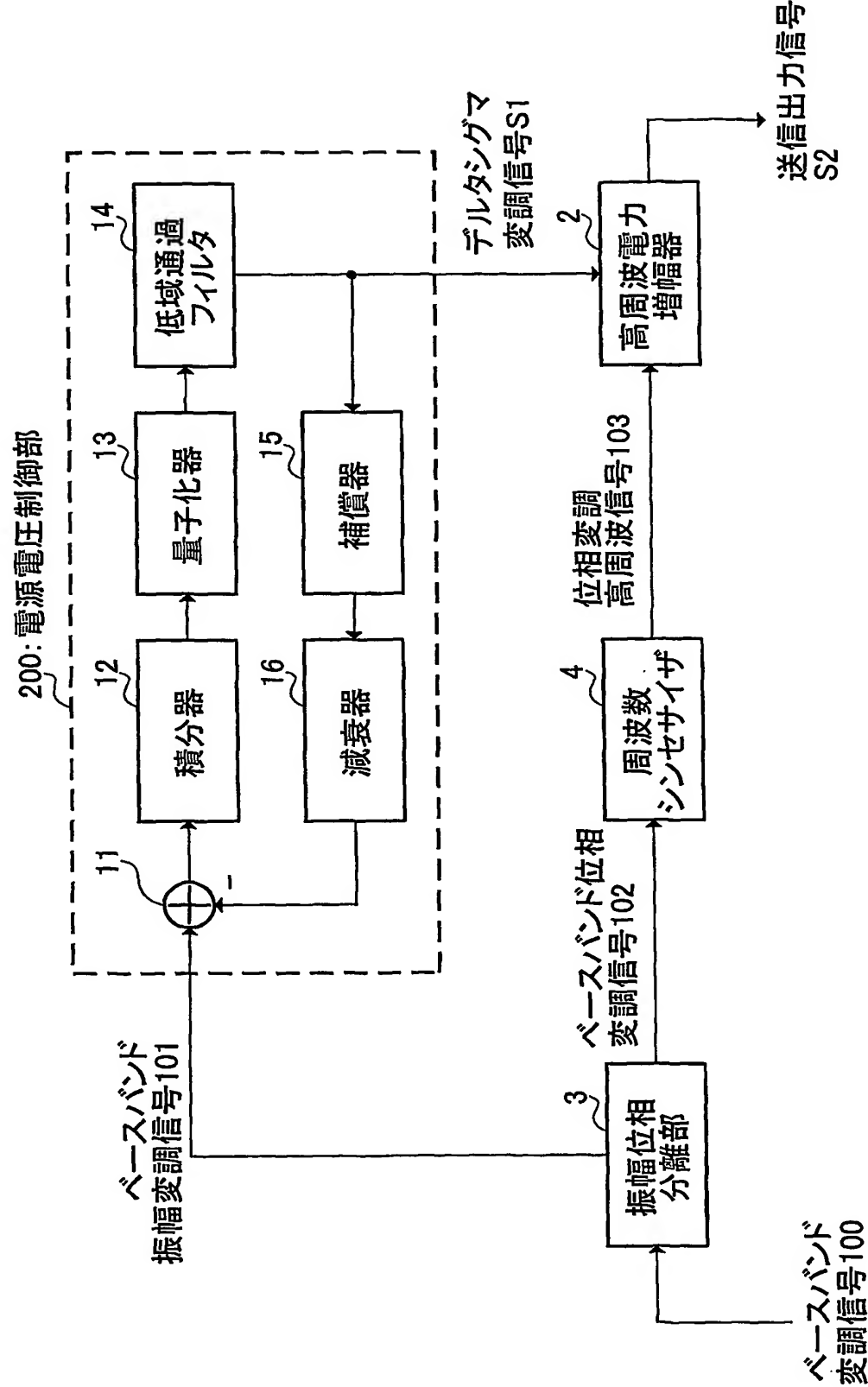


図 7

6/13

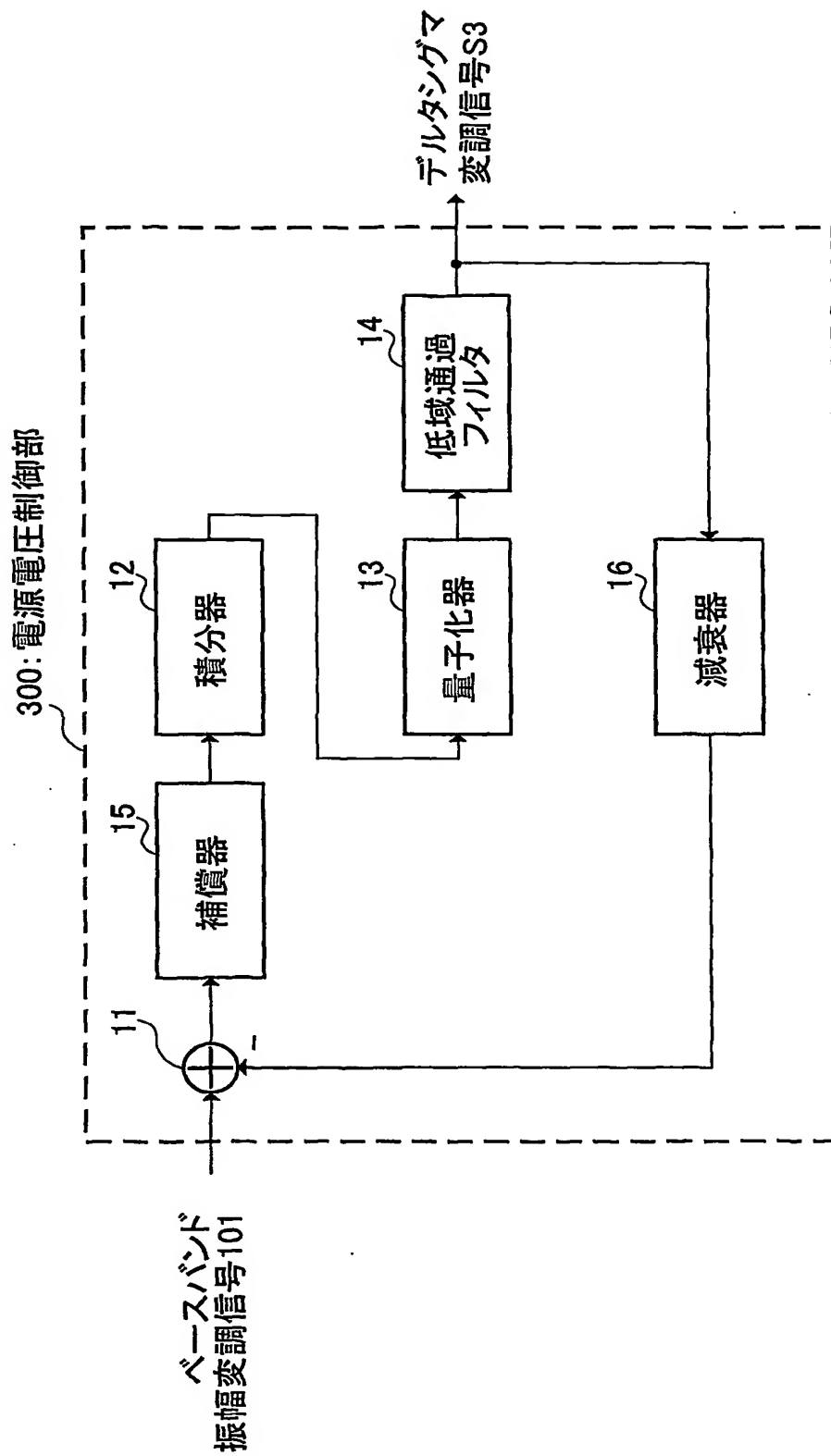


図 8

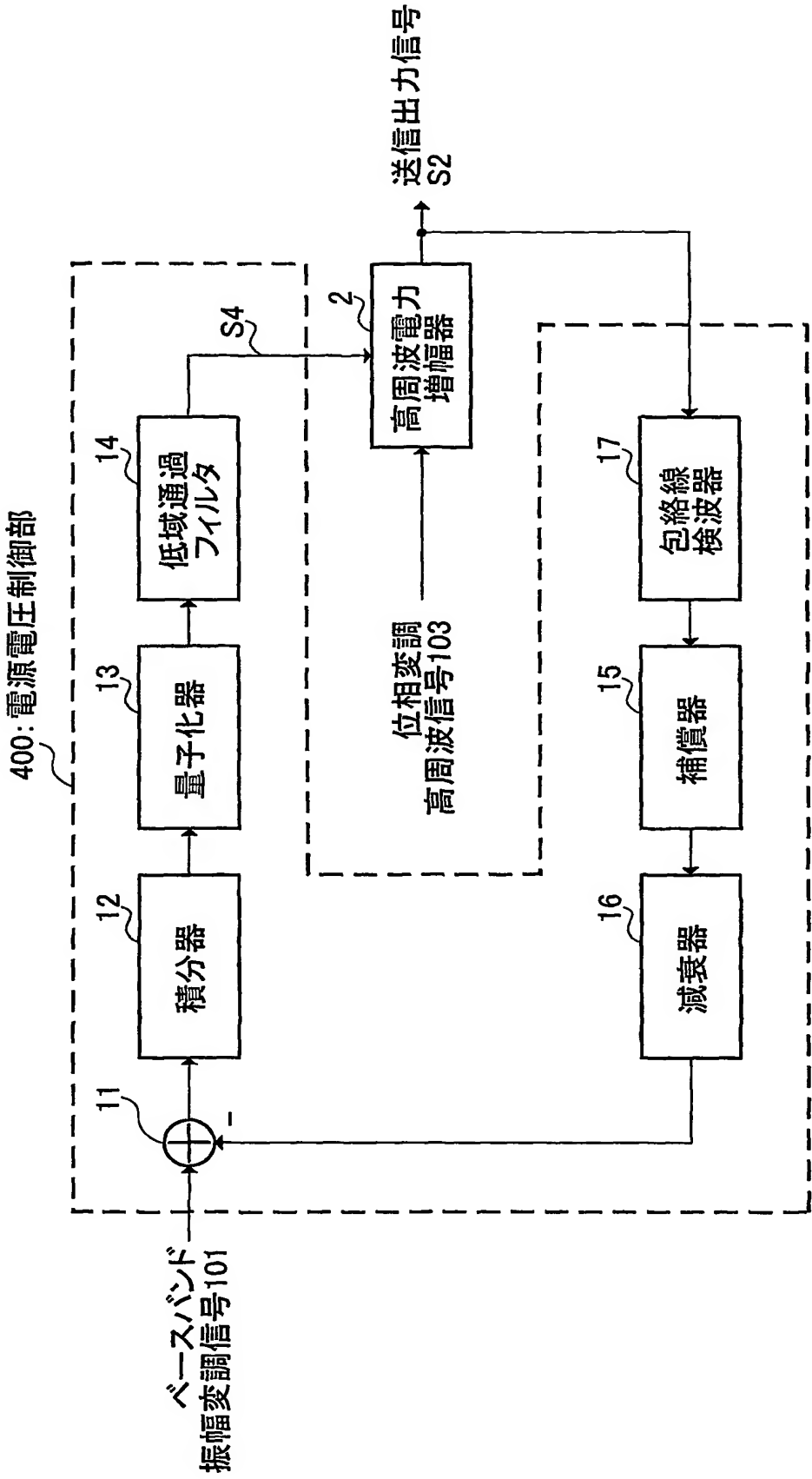


図 9

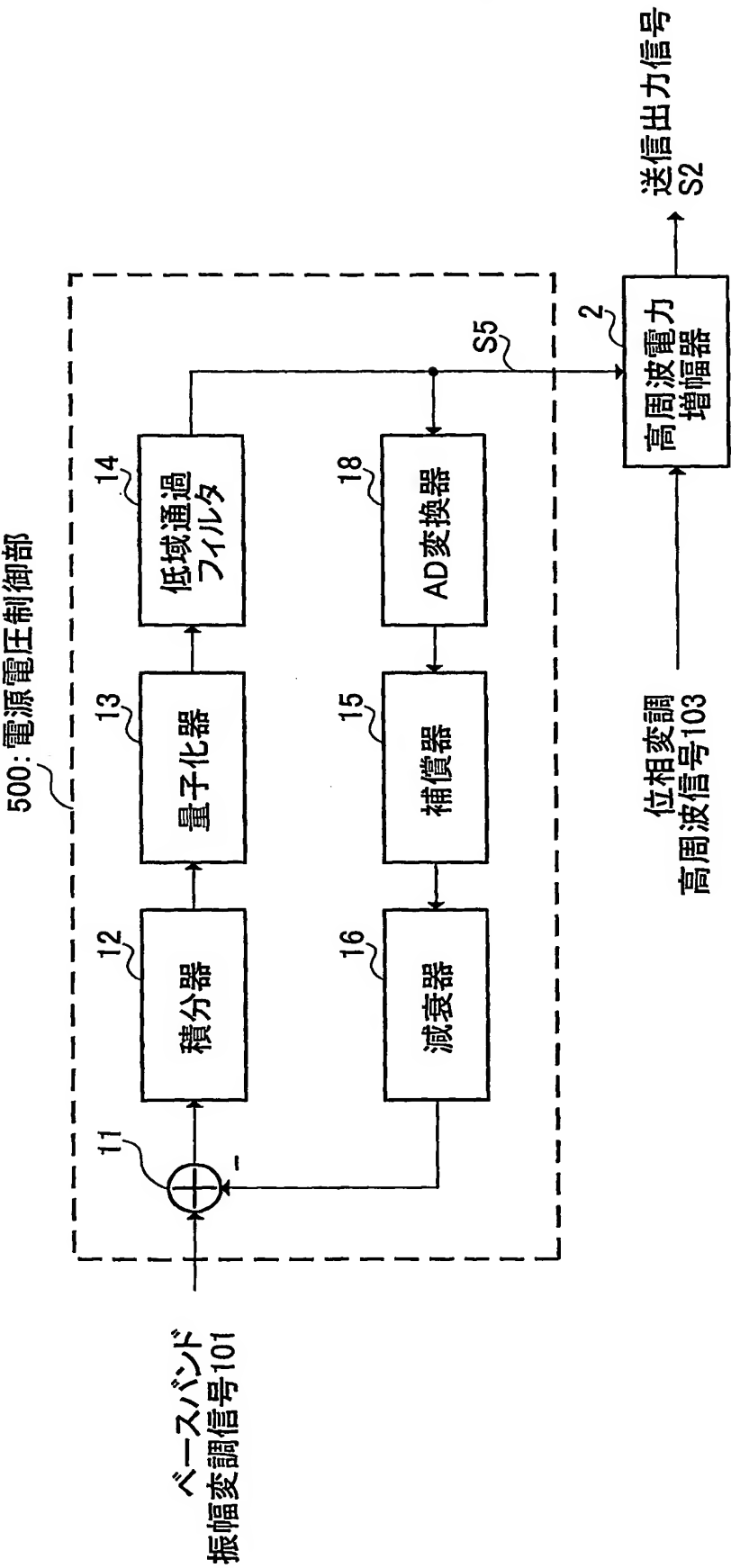


図 10

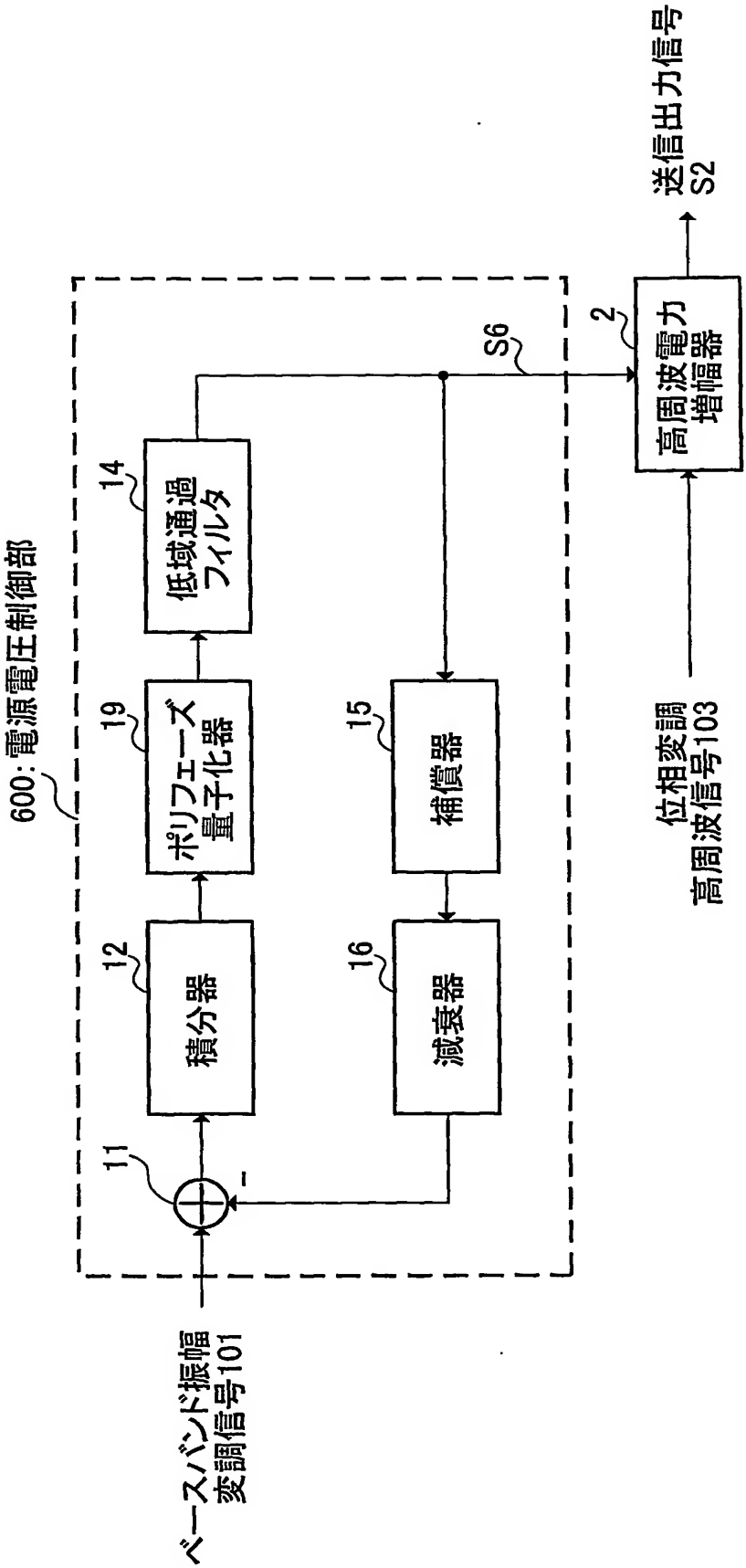


図 11

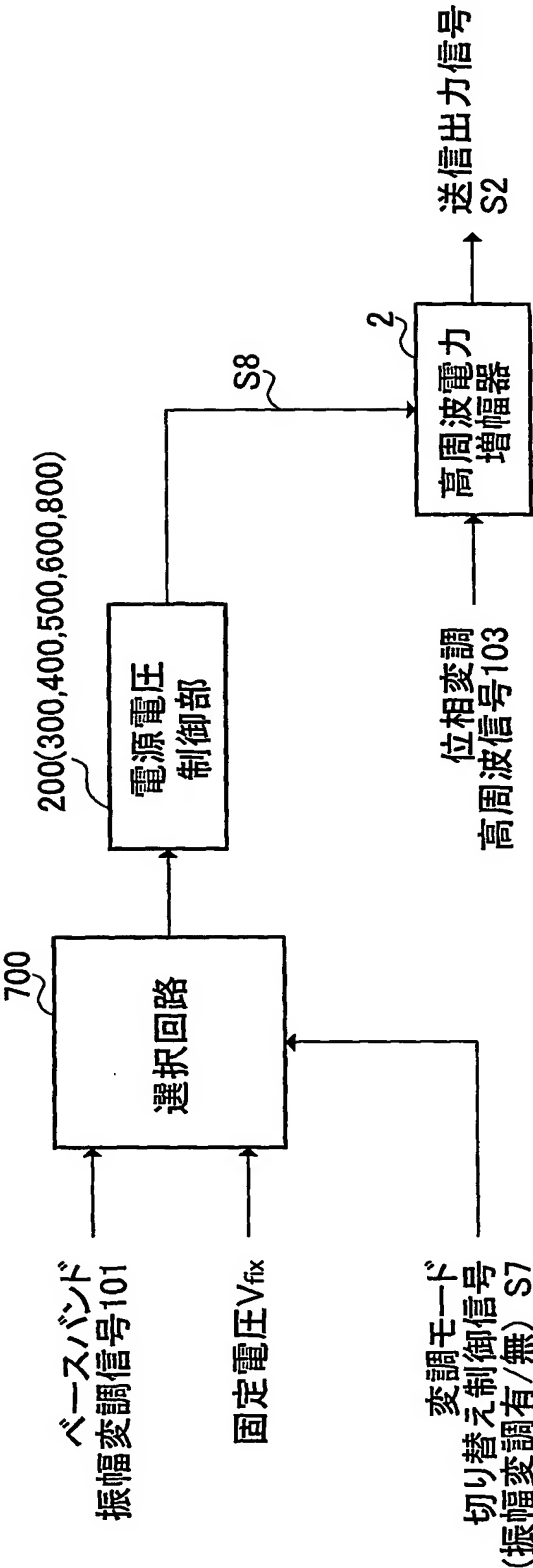


図 12

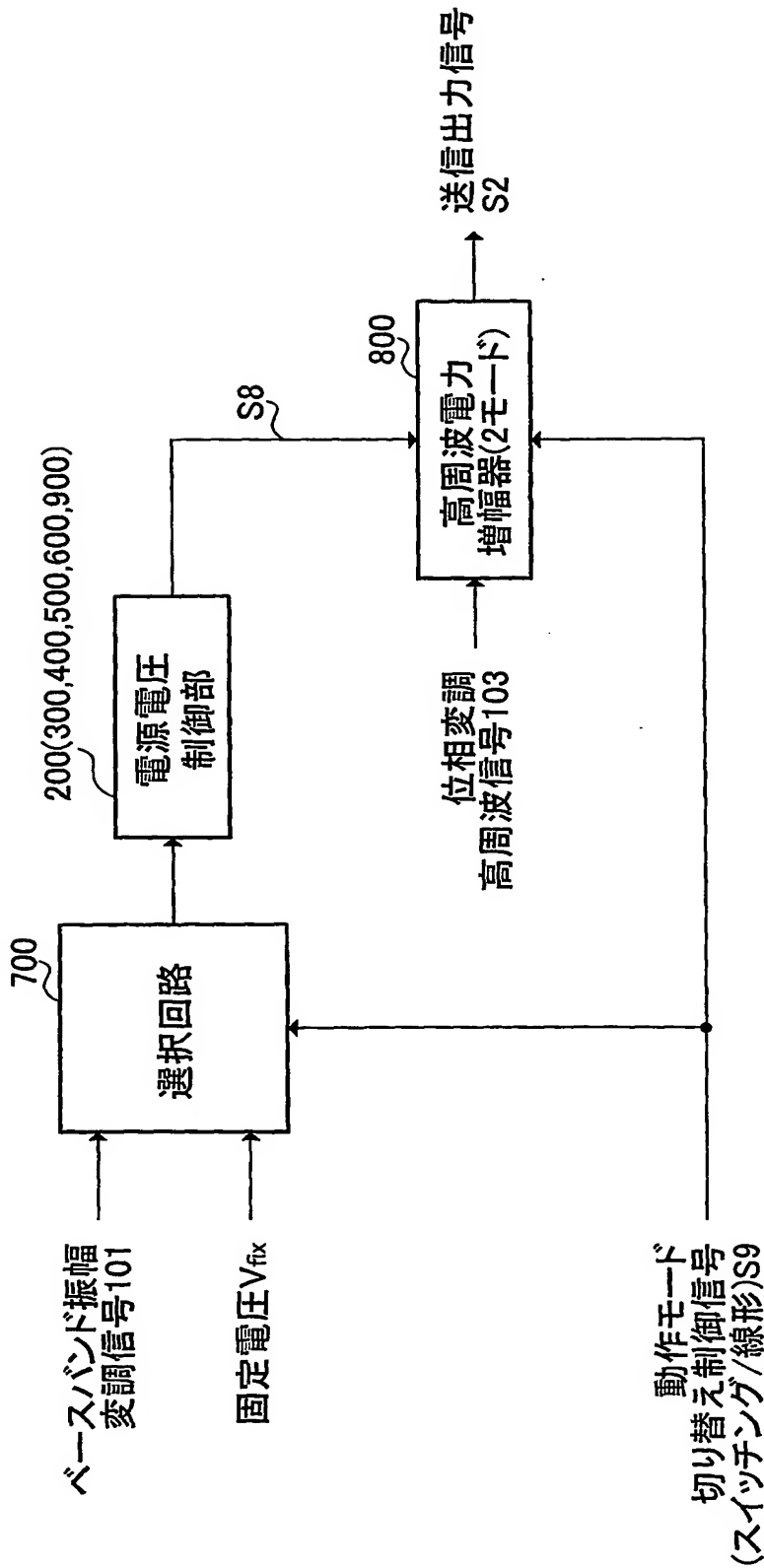


図 13

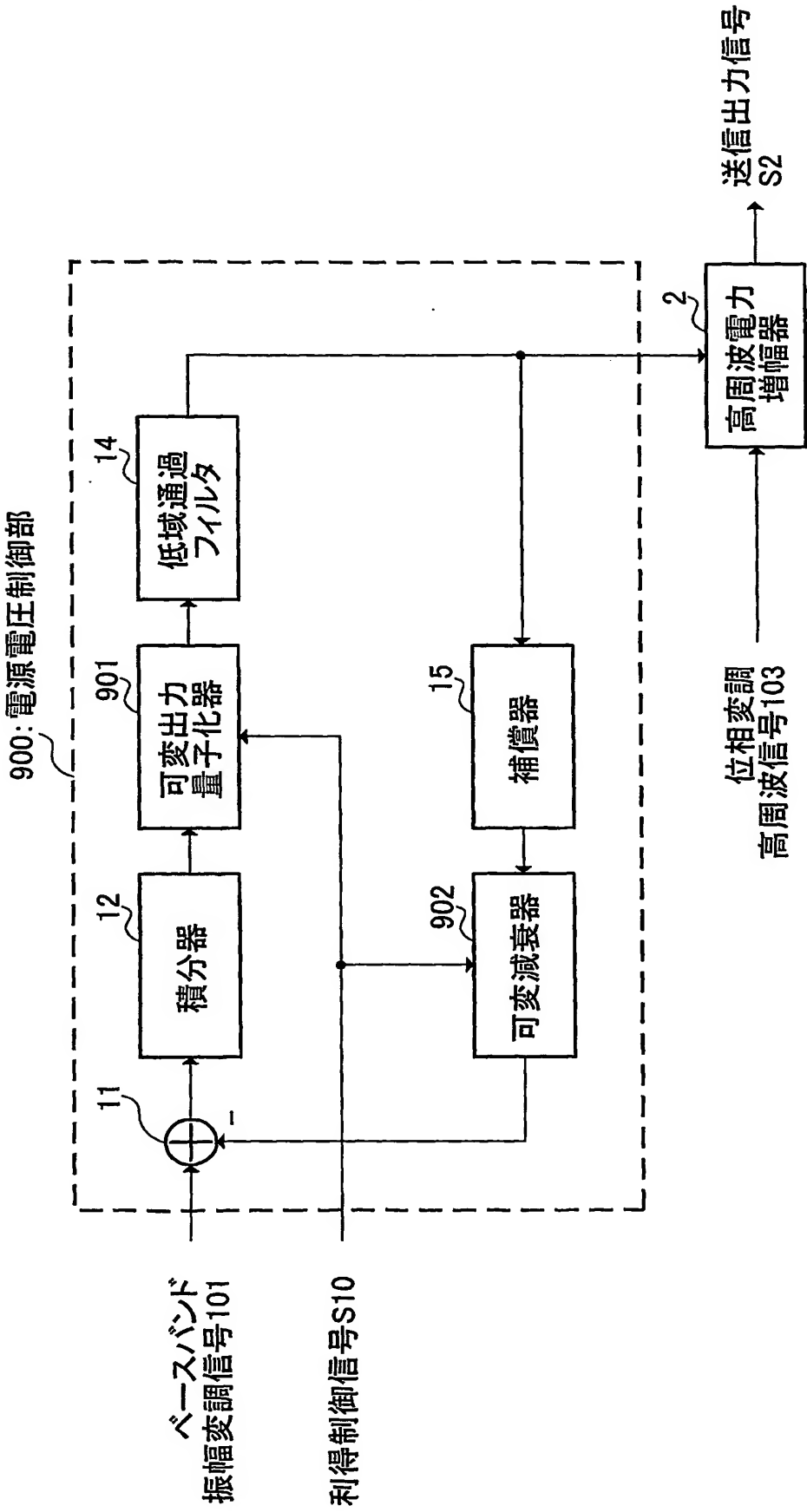


図 14

13/13

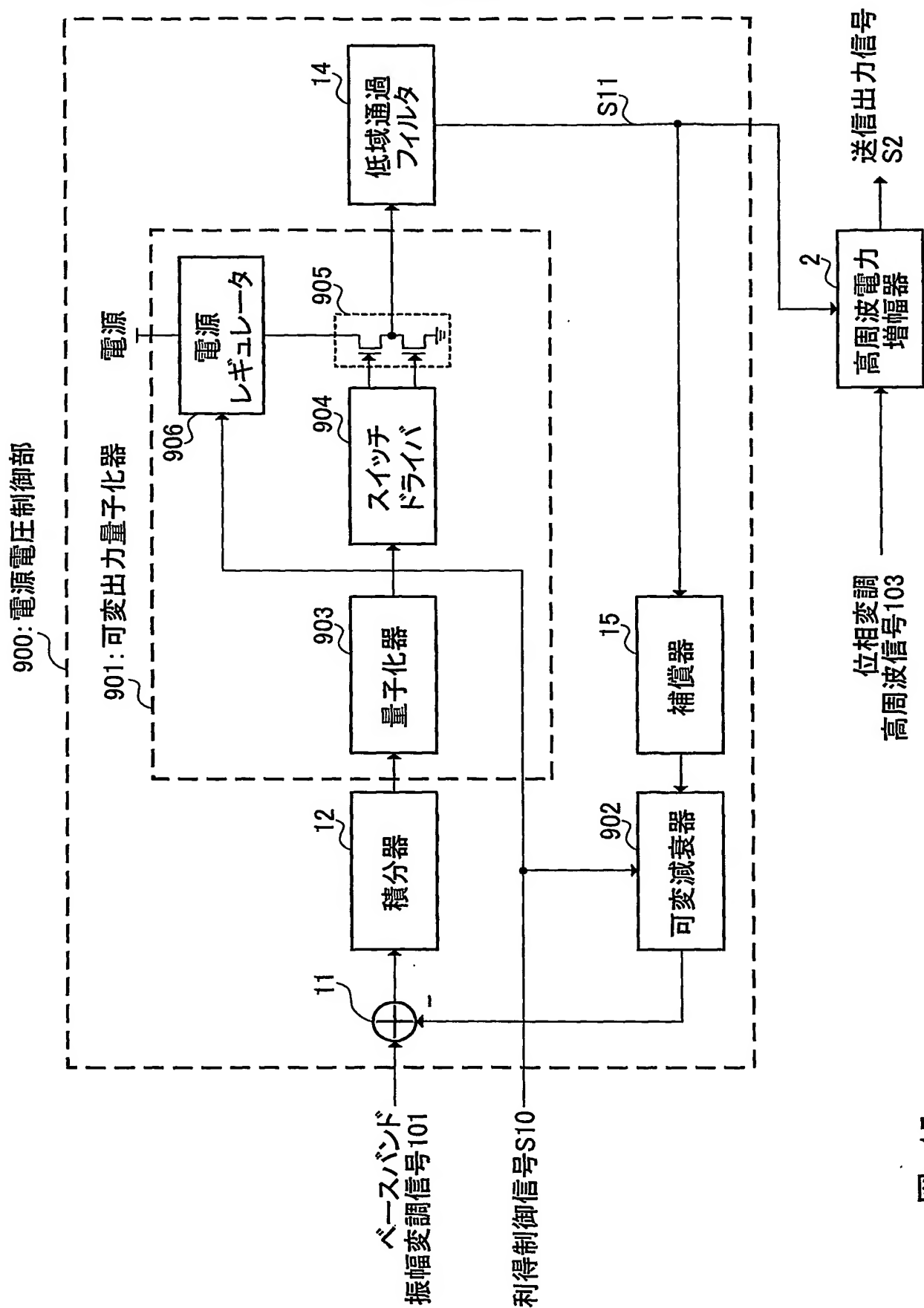


図 15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010877

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ H03F3/20, H04B1/04, H03F3/189

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁷ H03F3/20, H04B1/04, H03F3/189

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 10-256843 A (Hewlett-Packard Co.), 25 September, 1998 (25.09.98), & EP 863607 A1 & US 5847602 A & DE 69809097 E	1-5, 8, 11 6, 7, 9, 10
Y A	JP 2000-307359 A (Sharp Corp.), 02 November, 2000 (02.11.00), (Family: none)	1-5, 8, 11 6, 7, 9, 10
Y	JP 2002-532932 A (Ericsson Inc.), 02 October, 2002 (02.10.02), & WO 2000/35080 A1 & AU 200014786 A & EP 1138115 A1 & US 6295442 B1 & CN 1329773 A & DE 6920916886 E	4, 8, 11

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
27 October, 2004 (27.10.04)

Date of mailing of the international search report
16 November, 2004 (16.11.04)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010877

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2001-156554 A (M/A-Com Eurotec), 08 June, 2001 (08.06.01), & EP 1096670 A3	5, 11

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H03F3/20 H04B1/04
H03F3/189

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H03F3/20 H04B1/04
H03F3/189

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	JP 10-256843 A (ヒューレット・パッカード・カンパニー) 1998.09.25 & EP 863607 A1 & US 5847602 A & DE 69809097 E	1-5, 8, 11 6, 7, 9, 10
Y A	JP 2000-307359 A (シャープ株式会社) 2000.11.02 (ファミリーなし)	1-5, 8, 11 6, 7, 9, 10

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

- 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

- 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

27.10.2004

国際調査報告の発送日

16.11.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

佐藤 敬介

5W

9196

電話番号 03-3581-1101 内線 3575

C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2002-532932 A (エリクソン インコーポレイ テッド). 2002. 10. 02 & WO 2000/35080 A1 & AU 200014786 A & EP 1138115 A1 & US 6295442 B1 & CN 1329773 A & DE 6920916886 E	4, 8, 11
Y	JP 2001-156554 A (メイコム ユーロテック) 2001. 06. 08 & EP 1096670 A3	5, 11